

# Etude CEM d'un module de puissance à HEMT GaN

Xiaoshan LIU<sup>1</sup>, François COSTA<sup>1,2</sup>, Bertrand REVOL<sup>1</sup>, Cyrille GAUTIER<sup>1,3</sup>

<sup>1</sup>SATIE UMR 8029, ENS-Cachan, CNRS, 61 Avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, France

<sup>2</sup>Université Paris Est Créteil, ESPE place du 8 mai 1945, 93000 St Denis

<sup>3</sup>Université Paris 10, IUT de Ville d'Avray

**RESUME** – Un module de puissance constitué d'un bras d'onduleur utilisant des HEMTs GaN 650V/30A sur substrat PCB a été étudié et fabriqué en prenant en considération le placement de condensateurs céramique pour le découplage des perturbations in-module. Les résultats expérimentaux ont montré que ces condensateurs de découplage ont réduit effectivement les perturbations de mode différentiel et de mode commun dans la bande de fréquence des perturbations conduites jusqu'à celle des perturbations rayonnées. La modélisation et les simulations temporelles ont été étudiées pour reconstruire les résultats expérimentaux. Le placement des capacités de découplage de mode commun a été discuté. Enfin une stratégie de filtrage in-module a été proposée.

**Mots-clés**—Module de puissance, GaN HEMT, CEM, In-module filtrage.

## 1. INTRODUCTION

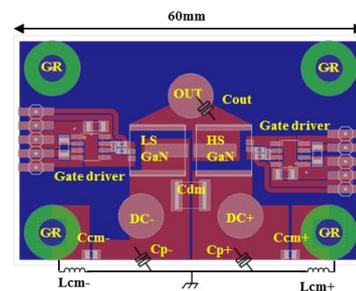
### 1.1. Contexte

Grace aux propriétés physiques du matériau et aux progrès de fabrication, les composants semi-conducteurs de puissance basés sur le Nitrure de Gallium (GaN), tel que les transistors à Haute Mobilité d'Electron (HEMT) permettent de commuter très rapidement et de générer moins de pertes par commutation comparés aux composants au Silicium (Si) et/ou au Carbure de Silicium (SiC). Par conséquent, ils sont des candidats idéaux pour la conversion d'énergie à haute fréquence, forts courants et haut rendement. En profitant des boîtiers miniatures de dimensions très proches de celles de la puce du HEMT, des modules de forte densité de puissance ont été réalisés. Non seulement les composants de puissance, mais les commandes rapprochées [1] et des éléments capacitifs (C) [2] ont été intégrés dans le module de puissance pour améliorer les performances de compatibilité électromagnétique (CEM).

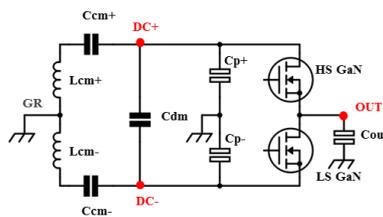
Cependant, la commutation d'un transistor GaN provoque de forts gradients de tension ( $dV/dt$ ) et de courant ( $dI/dt$ ). Ces dernières combinées avec des éléments parasites de type «LC» dans un module de puissance vont créer des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées dans une bande de fréquence large, tant en mode différentiel (MD) qu'en mode commun (MC). Le filtrage in-module utilisant des condensateurs céramiques multicouches (MLCC) à très faibles inductances parasites série (ESL) est un moyen efficace [3] [4] [5]. L'impact sur la CEM du positionnement de ces capacités de découplage dans le module et de leurs valeurs sont étudiés dans les sections suivantes.

### 1.2. Module étudié

Un module de bras d'onduleur utilisant deux HEMTs GaN de 650V/30A (GS66508P) sur un substrat PCB à double couche a été fabriqué et étudié. Le routage du module et le circuit équivalent sont présentés respectivement dans les Fig. 1a et Fig. 1b. La face avant sert à la connexion électrique et la face derrière est attachée au radiateur qui est lié au potentiel de terre. Les quatre connexions GR sur la face avant sont reliées au radiateur (terre) par des vis. Cette configuration est similaire à celle d'un module de puissance réalisé sur un Substrat Métallique Isolé (SMI) ou sur un Direct Bonded Copper (DBC). Par conséquent le résultat de cette étude peut être utilisé dans ces technologies de modules. Les capacités parasites entre les faces avant et arrière sont identifiées par  $C_{p+}$ ,  $C_{p-}$  et  $C_{out}$ . Les condensateurs  $C_{cm+}$ ,  $C_{cm-}$  et  $C_{dm}$  de type MLCC sont utilisés pour le découplage de MD et MC. Nous devons noter que des inductances parasites  $L_{cm}$  relativement grandes ( $\sim 15nH$  chacune) peuvent se modifier en série avec chaque condensateur  $C_{cm}$ , due à la relativement grande boucle de courant de MC ( $C_{cm}$  est loin de la cellule de commutation et l'épaisseur d'époxy du PCB est de 1mm). Toutes les valeurs des éléments parasites sont déterminées par mesure d'impédance sur le PCB.



(a) Routage du module



(b) Circuit équivalent du module

Fig.1 Module GaN d'un bras d'onduleur avec le filtrage in-module

## 2. BANC D'ESSAI ET PROCEDURE DE MESURE

### 2.1. Banc d'essai

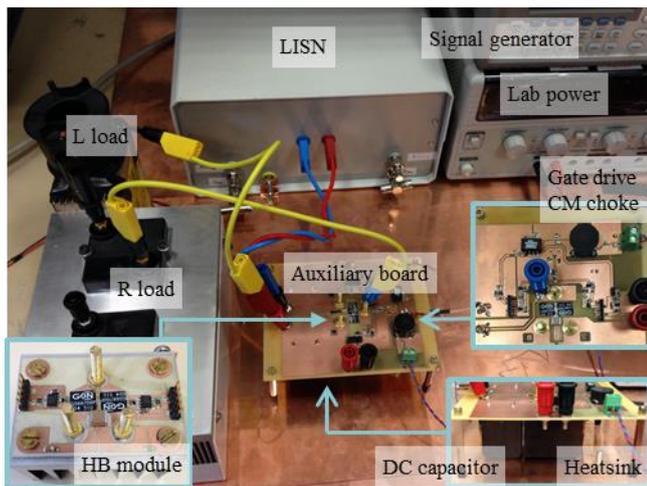
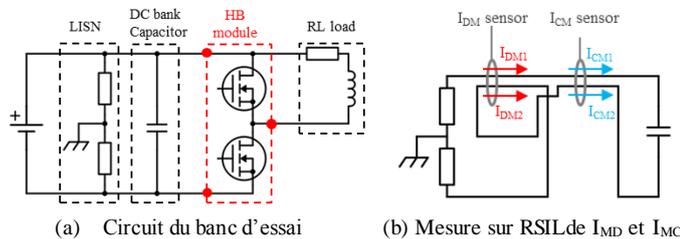
Le module GaN est testé en configuration Buck synchrone. Le circuit équivalent est présenté à la Fig. 2a et le banc d'essai est présenté à la Fig. 2c.

- Carte auxiliaire

Le module est connecté à la carte auxiliaire au-dessus (Fig. 2b). Cette carte intègre toute les fonctions logiques (génération de temps mort, etc..) et l'alimentation de la commande rapproché. Il est important de filtrer le courant de MC circulant dans l'alimentation de laboratoire de la commande rapproché. Par conséquent, une inductance de MC de 1mH est placée entre l'alimentation de laboratoire et l'entrée de la carte. Une capacité de stockage (100µF) est connecté au module par la carte auxiliaire. Apparemment, cette capacité n'est pas adaptée pour le filtrage CEM car elle réduit seulement l'ondulation de tension sur le bus DC sur la bande de fréquence de commutation. Tous les points de mesure de tension ( $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  pour les transistors de côté haut et bas) sont installés avec des adapteurs pour les pointes de sonde. Les résistances de grille pour l'amorçage et le blocage sont fixées à 15Ω et 2Ω respectivement. Aucune mesure de courant n'est présente car trop invasive et dégradant trop l'inductance de la maille de commutation.

- RSIL

Deux RSIL (9403-5-bp-10-bnc), adaptés à la norme DC160F, sont utilisés pour - isoler la perturbation du réseau et -fixer un chemin de propagation avec une impédance de valeur constante sur la bande de fréquence normative. Les courants de MD et de MC sont séparés grâce à la configuration indiquée à la Fig. 2b, ils sont mesurés par deux sondes de courant Pearson (modèle 6595). Le RSIL et les sondes de courant sont blindés dans une boîte métallique.



(c) Banc d'essai

Fig.2 Présentation du banc d'essai

- Charge RL

Le module est chargé avec une résistance de 47Ω et une inductance de 200µH. Une résistance de puissance non-inductive a été choisie pour minimiser les effets parasites en haute fréquence. L'inductance à air a été bobinée pour réduire la capacité parasite.

### 2.2. Procédure de mesure

Les capacités de filtrage in-module sont - un condensateur  $C_{dm}$  pour le découplage MD et -deux condensateur  $C_{cm}$  pour le découplage MC. Ces condensateurs combinent leurs effets avec les capacités parasites  $C_{p+}$  et  $C_{p-}$ . Cependant, en toute rigueur, un élément de découplage ne va jamais réduire la perturbation d'un seul mode indépendamment de l'autre car les transferts de mode ne peuvent être évités.

Seules les valeurs de ces condensateurs seront modifiées car leur placement a été fixé et il est complexe de le faire varier. La procédure de mesure est scindée en deux parties : - procédure de découplage en MD (P1) puis -procédure de découplage en MC (P2), comme présenté à la Tab. 1. Ces deux procédures permettent d'étudier les impacts des capacités de filtrage in-module pour différentes valeurs.

Tab. 1. Procédures de mesure

	Valeurs constantes	Valeurs variées	Nom de la procédure
Procédure de découplage en MD	$C_{cm+} = 0nF$	$C_{dm} = 0nF$	P1.0
	$C_{cm-} = 0nF$	$C_{dm} = 10nF$	P1.1
	$C_{p+} = 13pF$	$C_{dm} = 100nF$	P1.2
	$C_{p-} = 18pF$	$C_{dm} = 1\mu F$	P1.3
Procédure de découplage en MC	$C_{dm} = 1\mu F$	$C_{cm+} = C_{cm-} = 0nF$	P2.0
	$C_{p+} = 13pF$	$C_{cm+} = C_{cm-} = 1nF$	P2.1
	$C_{p-} = 18pF$	$C_{cm+} = C_{cm-} = 10nF$	P2.2

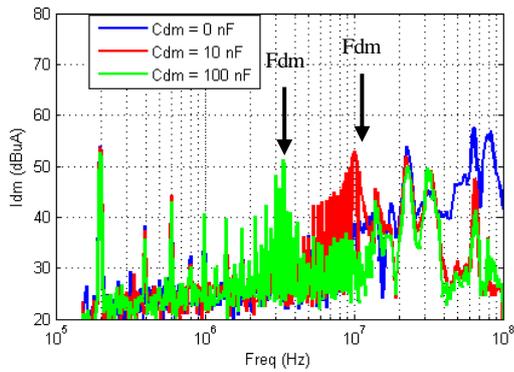
Durant ces procédures, les courants de MD et de MC sont mesurés jusqu'à 100MHz car le courant de MC à haute fréquence est une source importante des perturbations rayonnées (usuellement, les perturbations conduites sont considérées jusqu'à 30MHz). L'analyse fréquentielle est réalisée par un analyseur de spectre (Agilent 4195). Le module est testé sous 100V/1A - 200kHz - rapport cyclique 0,5, pour limiter l'échauffement due à sa faible capacité d'évacuation de chaleur. Ce point de fonctionnement est loin du nominal mais les variations des quantités observées dans ce module PCB sont très représentatives de celles générées dans un module DBC ou/et IMS de même routage. Par ailleurs, les phénomènes observés sont directement transposables à d'autres points de fonctionnement, les effets étant linéaires.

## 3. RÉSULTATSEXPERIMENTAUX ET ANALYSE

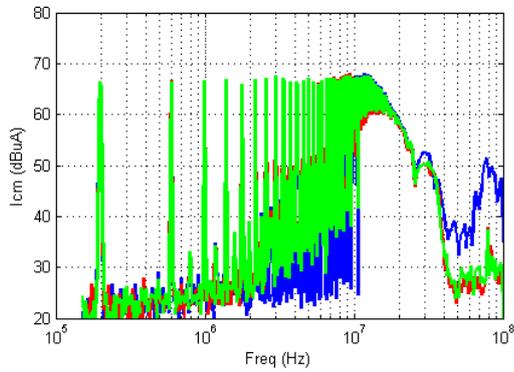
### 3.1. Procédure de découplage en MD

Les Fig. 3 et Fig. 4 présentent les spectres des courants de MD et de MC mesurés dans les différentes procédures de découplage MD : P1.0 à P1.2. On observe que : -comme montré dans les études précédentes [3] [6], la présence de la capacité de découplage de MD ( $C_{dm}$ ) crée un pic de résonance  $F_{dm}$ . La croissance de la valeur de  $C_{dm}$  réduit l'amplitude et la fréquence de cette résonance  $F_{dm}$  (Fig. 3a et Fig. 4a). Celle-ci est due au condensateur  $C_{dm}$  associée aux inductances parasites entre le condensateur "réservoir" de bus DC et  $C_{dm}$ . Au-delà de cette fréquence de résonance, l'amplitude de la perturbation de MD est réduite. La proximité de la capacité  $C_{dm}$  près de la cellule de commutation crée un

chemin d'impédance faible et limite le couplage de la perturbation en MD.

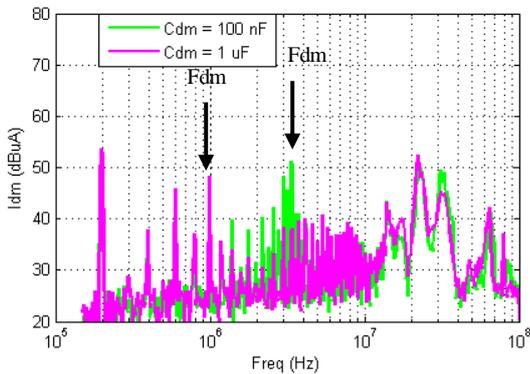


(a) Courants MD

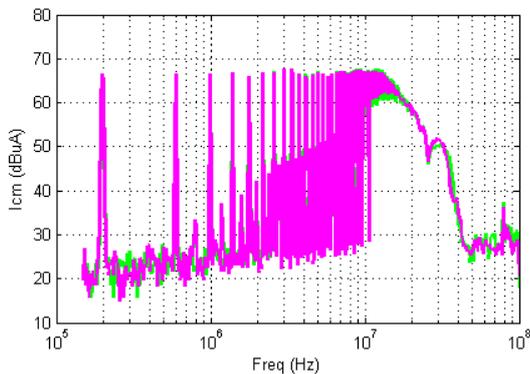


(b) Courants MC

Fig.3 Spectre de  $I_{MD}$  et de  $I_{MC}$  dans les procédures de découplage MD (P1.0 à P1.2)



(a) Courants de MD



(b) Courants de MC

Fig.4 Spectre de  $I_{MD}$  et de  $I_{MC}$  dans les procédures de découplage MD (P1.2 à P1.3)

-la présence de  $C_{dm}$  réduit le spectre de la perturbation de MC entre 40 MHz et 100 MHz (Fig. 3b et Fig. 4b). Cet effet est expliqué à la Fig. 5. La seule source de perturbation MD ( $I_{dm}$ ) est prise en compte dans le circuit équivalent du convertisseur et le RSIL. En supposant que les impédances de RSIL sont parfaitement équilibrées, le déséquilibre des valeurs de  $C_{p+}$  et  $C_{p-}$  crée un transfert des modes (de MD à MC) en haute fréquence car les potentiels des points A et B ne sont pas égaux en haute fréquence. La présence de  $C_{dm}$  réduit la perturbation de MD en haute fréquence et par conséquent la perturbation de MC correspondante est réduite également. On en conclue que la présence de  $C_{dm}$  réduit fortement les perturbations rayonnées dues au courant de MC en haute fréquence (au-delà de 40 MHz).

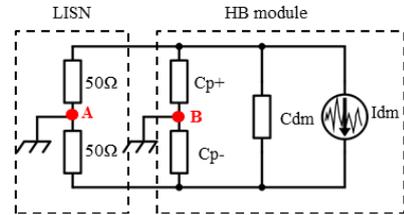
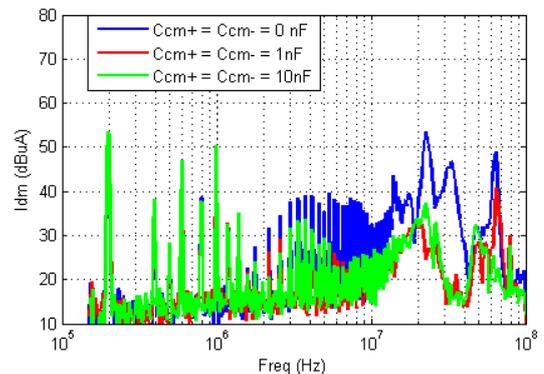


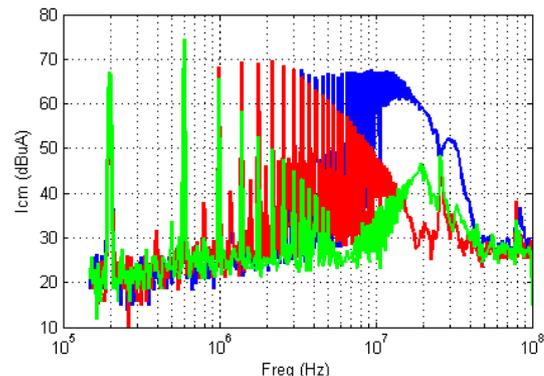
Fig.5 Transfert de mode en haute fréquence (de MD à MC)

### 3.2. Procédure de découplage en MC

La Fig. 6 présente les spectres des courants de MD et de MC mesurés dans les différentes procédures de découplage MC (P2.0 à P2.2). On observe que :



(a) Courants de MD



(b) Courants de MC

Fig.6 Spectre de  $I_{MD}$  et de  $I_{MC}$  dans les procédures de découplage MC (P2.0 à P2.2)

Le spectre du courant de MD entre 3 MHz et 40 MHz est réduit très significativement grâce à la présence des condensateurs  $C_{cm}$  (Fig. 6a). Cela peut être expliqué comme suit : quand aucune capacité  $C_{cm}$  n'est présente, les capacitances parasites  $C_{p+}$  et  $C_{p-}$  recyclent partiellement la

perturbation de MC en haute fréquence. Mais comme elles ne sont pas égales, les courants  $I_1$  et  $I_2$  créés par la source de perturbation de MC ( $V_{cm}$ ) ne sont pas égaux et donc le courant de MD en haute fréquence est formé par la différence de  $I_1$  et  $I_2$  dans RSIL (Fig. 7). Les condensateurs  $C_{cm}$  rajoutés non seulement améliorent la symétrie des impédances de MC mais filtrent la perturbation de MC dans la bande de fréquence où s'opère le transfert de mode en MD.

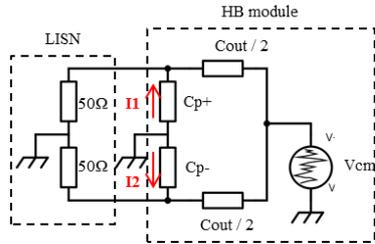
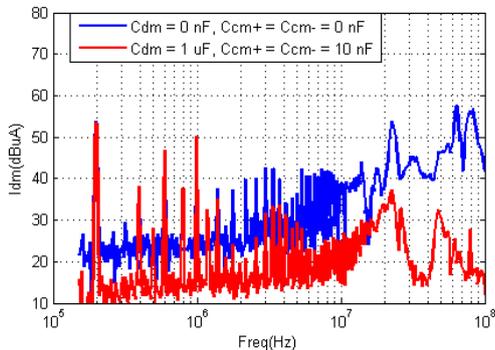


Fig.7 Transfert de mode en haute fréquence (de MC à MD)

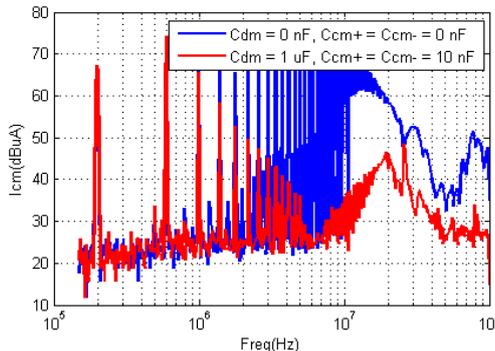
En augmentant la valeur des capacités  $C_{cm}$ , la "vallée" dans le spectre des perturbations de MC est décalée vers les basses fréquences (Fig. 6b). Cependant, avec une grande valeur de  $C_{cm}$  (10nF), il existe une résonance critique entre 10 MHz et 40 MHz. Cette dernière est due à l'inductance de MC relativement importante ( $L_{cm}$ ). Si  $L_{cm}$  peut être réduite, alors la résonance sera réduite également car le facteur d'amortissement est proportionnel à  $1/\sqrt{L}$ . Cela sera démontré dans la section 4.3.

### 3.3. Comparaison finale

Les comparaisons finales des spectres des courants de MD et de MC avec et sans filtrage in-module sont présentées à la Fig. 8. Il est observé qu'en insérant trois capacités ( $C_{dm}$ ,  $C_{cm+}$  et  $C_{cm-}$ ) de faibles valeurs et de faible encombrement dans le module, cela permet de réduire très significativement les perturbations électromagnétiques jusqu'à 100MHz.



(a) Courants MD



(b) Courants MC

Fig.8 Spectres de  $I_{MD}$  et de  $I_{MC}$  avant et après les procédures de découplage

Ceci correspond aussi à une atténuation sensible des perturbations rayonnées. Dans différentes applications, ces capacités de filtrage in-module peuvent être dimensionnées en considérant les niveaux d'émission imposés par les normes CEM, elles contribuent donc à diminuer le volume du filtre CEM en entrée du système.

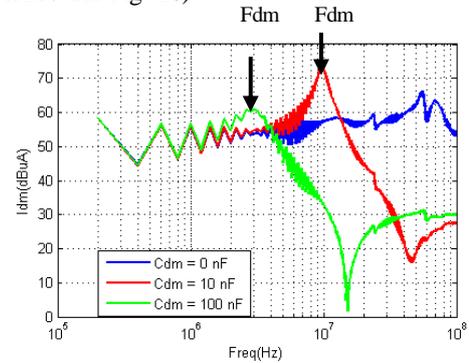
## 4. MODÉLISATION ET SIMULATION TEMPORELLE

### 4.1. Modélisation

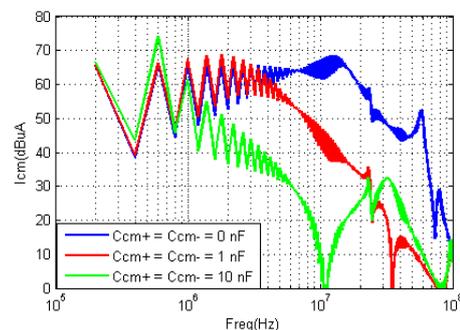
Afin de confirmer les analyses des observations expérimentales précédentes, nous avons modélisé finement et simulé le dispositif étudié. Après FFT des grandeurs temporelles, nous obtenons les spectres des grandeurs significatives. Les processus de modélisation prennent en compte - les sources de perturbation CEM et - les chemins de propagation vers le RSIL. Dans le domaine temporel, les sources de perturbation CEM sont les composants à semi-conducteur (GaN HEMTs). Dans ce papier, le modèle commercial du GS66508P est utilisé. Les chemins de propagation sont identifiés par les impédances localisées des boucles de MD et de MC. Ces dernières sont mesurées par un analyseur d'impédance (HP4194a). Les calibrations et compensations de l'analyseur ont été rigoureusement réalisées. Le circuit équivalent complet est présenté à la Fig. 9 (en fin d'article).

### 4.2. Simulation

La Fig. 10a présente l'effet de la variation des valeurs du condensateur  $C_{dm}$  sur le spectre du courant de MD ; la Fig. 10b présente l'effet de la variation des valeurs des condensateurs  $C_{cm}$  sur le spectre du courant de MC. En les comparant respectivement avec les résultats mesurés aux Fig. 3a et Fig. 5b, les effets de filtrage de ces différentes capacités sont retrouvés correctement dans la simulation. Notons que les résonances entre 20 MHz et 35 MHz (Fig. 3a) sont absentes dans la simulation. Cela est probablement dû au fait que l'impédance de mode commun de la commande rapprochée n'a pas été modélisée dans cette étude. Hormis cet effet, les fréquences de résonance  $F_{dm}$  sont correctement retrouvées (voir les flèches à la Fig. 10).



(a) Spectre de  $I_{MD}$  avec différentes valeurs de  $C_{dm}$



(b) Spectre de  $I_{MC}$  avec différentes valeurs de  $C_{cm}$

Fig.10 Résultats de simulation

#### 4.3. Discussion sur le placement du condensateur $C_{cm}$

Comme discuté à la section 1.2, le fait que les condensateurs  $C_{cm}$  sont situés assez loin de la cellule de commutation mène à une valeur assez importante d'une inductance parasite de MC  $L_{cm}$  (environ 15nH pour chaque condensateur  $C_{cm}$ ). Cette inductance parasite importante dégrade l'effet de découplage de  $C_{cm}$  en haute fréquence. La simulation a été exécutée pour différentes valeurs de l'inductance  $L_{cm}$  : 15nH et 5nH (configuration de la procédure 2.2). Les spectres de courant de MC sont montrés à la Fig. 11. On observe que le spectre du courant de MC est significativement réduit entre 15 MHz et 100 MHz car le facteur d'amortissement est plus important car augmentant en  $1/\sqrt{L}$ . L'amélioration de  $L_{cm}$  peut être réalisée en plaçant le condensateur  $C_{cm}$  au plus près de la cellule de commutation, tout comme  $C_{dm}$ .

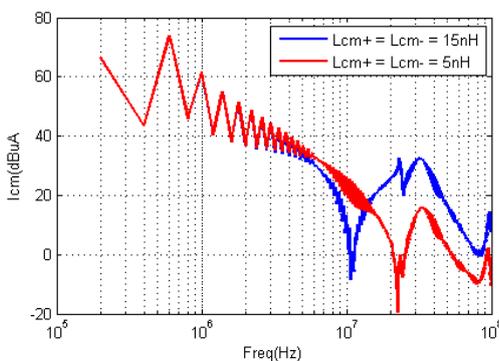


Fig.11 Influence de la valeur de  $L_{cm}$  sur le spectre de  $I_{MC}$  (placement de  $C_{cm}$ )

#### 5. CONCLUSION

Par les moyens d'expérimentation et de simulation, les avantages du filtrage in-module en utilisant des condensateurs céramiques de type MLCC de petites valeurs ont été mis en évidence. Les perturbations conduites de MD et de MC et probablement celles rayonnées ont été réduites. Les propositions de disposition de ces condensateurs de filtrage in-module sont les suivantes :

- Minimiser la capacitance entre le point milieu de la cellule de commutation et la terre ( $C_{out}$ ) ;
- Equilibrer les impédances de MC de DC+ et DC- (en particulier  $C_{p+}$  et  $C_{p-}$ ) ;
- Placer le condensateur de découplage MD ( $C_{dm}$ ) au plus près de la cellule de commutation ;
- Placer les condensateurs de découplage MC ( $C_{cm+}$  et  $C_{cm-}$ ) au plus près de la cellule de commutation ou de manière à limiter les inductances parasites ( $L_{cm}$ ).

Les valeurs de ces condensateurs peuvent être déterminées par l'expérimentation ou par la simulation selon les normes CEM et le cahier des charges.

#### 6. REMERCIEMENTS

Ces travaux ont été financés dans le cadre du programme d'investissement d'avenir MeGaN.

#### 7. REFERENCES

- [1] D. Reusch, D. Gilham, Y. Su and F. C. Lee, "Gallium Nitride based 3D integrated non-isolated point of load module," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, Orlando, FL, 2012, pp. 38-45.
- [2] W. Zhang, Y. Su, M. Mu, D. J. Gilham, Q. Li and F. C. Lee, "High-Density Integration of High-Frequency High-Current Point-of-Load (POL) Modules With Planar Inductors," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1421-1431, March 2015.
- [3] Q. Liu, S. Wang, A. C. Baisden, F. Wang and D. Boroyevich, "EMI Suppression in Voltage Source Converters by Utilizing dc-link Decoupling Capacitors," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1417-1428, July 2007.
- [4] Robutel, R.; Martin, C.; Buttay, C.; Morel, H.; Mattavelli, P.; Boroyevich, D.; Meuret, R., "Design and Implementation of Integrated Common Mode Capacitors for SiC-JFET Inverters," in Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.29, no.7, pp.3625-3636, July 2014.
- [5] Schanen, Jean-Luc; Roudet, James, "Built-in EMC for integrated power electronics systems," in Integrated Power Systems (CIPS), 2008 5th International Conference on, vol., no., pp.1-10, 11-13 March 2008.
- [6] Huang, Xudong, "Frequency Domain Conductive Electromagnetic Interference Modeling and Prediction with Parasitics Extraction for Inverters," PhD thesis of Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [7] Hoene, Eckart; Ostmann, Andreas; Marczok, Christoph, "Packaging Very Fast Switching Semiconductors," in Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on, vol., no., pp.1-7, 25-27 Feb. 2014.

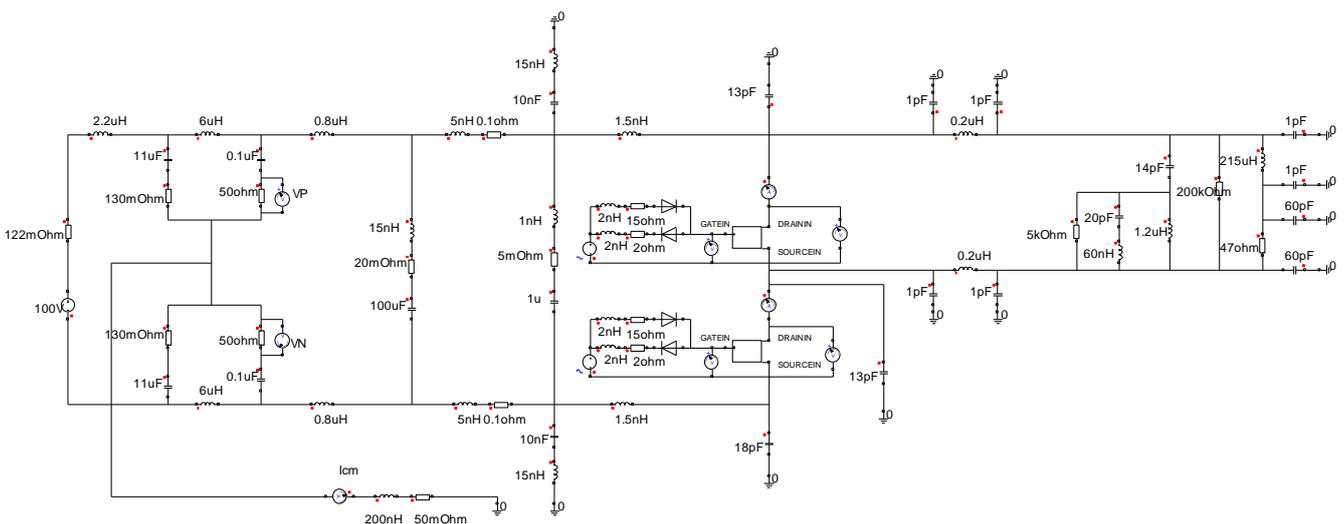


Fig. 9 Modèle complet